

①⑨ BUNDESREPUBLIK
DEUTSCHLAND



DEUTSCHES
PATENTAMT

①⑫ **Offenlegungsschrift**
①⑪ **DE 3535 102 A 1**

⑤① Int. Cl. 4:
G 01 R 19/25
G 01 R 17/00
G 01 D 5/14

②① Aktenzeichen: P 35 35 102.0
②② Anmeldetag: 2. 10. 85
④③ Offenlegungstag: 9. 4. 87

Behördeneigentum

DE 3535 102 A 1

⑦① Anmelder:
Kroebe, Werner, Prof. Dr., 2308 Preetz, DE

⑦② Erfinder:
gleich Anmelder

⑤④ Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung einer Wechsel- bzw. Wechselstrombrückensignalsspannung u_x

DE 3535 102 A 1

Patentansprüche

1. Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung einer Wechsel- bzw. Wechselstrombrückenspannung u , dadurch gekennzeichnet, daß die Wechselspannungsamplitude im Bereiche ihres Scheitelwertes zunächst in wenigen μ Sek mit einem AD Wandler von beispielsweise nur 8—12 bit grob digital gemessen wird und dann ein hochpräzises Widerstandsnetzwerk bzw. ein hochpräziser 18 bit DA Wandler digital mit dem grob gemessenen Wert angesteuert wird, an dessen Ausgang dann eine Wechselspannung auftritt, deren Genauigkeit der des Netzwerkes bzw. des DA Wandlers entspricht, aus der mit der Signalspannung in einer Addier- oder Subtrahierstufe eine Differenzspannung gebildet wird, die gegebenenfalls mit einem streng kalibrierten Verstärker so angehoben wird, daß sie wiederum in ihrem Scheitelpunkt sehr kurzzeitig mit einem AD Wandler gegebenenfalls geringerer Exaktheit gemessen werden kann, so daß sich das exakte Resultat der Messung der Wechselspannung aus einer Addition der gemessenen Digitalwerte ergibt.
2. Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung dadurch gekennzeichnet, daß zur möglichst exakten zeitlichen Festlegung der Auslöseimpulse für die verwendeten elektronischen Bausteine ein quartzgesteuerter Taktgenerator verwendet wird, der durch Zähler und Zeitverschiebungsglieder verschiedene Triggerimpulse so bereitstellen kann, wie sie für die auszulösenden elektronischen Bausteine jeweils benötigt werden.
3. Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung nach Anspruch 1 und 2 dadurch gekennzeichnet, daß zur möglichst exakten zeitlichen Festlegung der verschiedenen erforderlichen Triggerimpulse zur Erzeugung der Brückenwechselspannung ein programmierter Eprom benutzt und durch den Taktgenerator der Schaltung synchronisiert wird.
4. Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung nach Anspruch 1—3 dadurch gekennzeichnet, daß zur Erweiterung des Toleranzbereiches bei der Auslösung der AD Wandler aus dem gleichen Taktgeber eine Impulsfolge hergestellt wird, mit der über einen zweiten ebenso programmierten Eprom eine zur Wechselspannung aus dem ersten Eprom nach Anspruch 1 eine weitere Wechselspannung erzeugt wird, die einer ungerad zahligen aber synchronen Oberwelle der nach Anspruch 3 erzeugten Wechselspannung entspricht.
5. Verfahren zur hochgeschwinden und hochpräzisen Messung nach Anspruch 4 dadurch gekennzeichnet, daß die mit dem zweiten Eprom und einen DA Wandler erzeugte ungerade Oberwellenspannung als Referenzspannung eines folgenden und als Spannungsteiler arbeitenden DA Wandlers über seine digitalen Eingänge eine zur zu messenden Spannung proportionale Amplitude dadurch erhält, daß über diese digitalen Eingänge die digitalisierten Grobwerte der zu messenden Spannung benutzt und über geeignete nachfolgende Spannungsteilung eine Amplitude der Oberwelle eingestellt wird, mit der eine Abflachung des Spannungsverlaufes im Scheitelwertbereich der Meßspannung erreicht wird, wenn diese Oberwellenspannung additiv der Meßspannung überlagert wird.

Beschreibung

Insbesondere im Bereich der marinen Forschung aber auch auf vielen anderen Sachgebieten hat die metrologische Forschung in den letzten Jahrzehnten sehr große Fortschritte erzielt. Sie verdankt dies hauptsächlich zwei wesentlichen Ursachen. Zum einen haben sich die Anforderungen aus der allgemeinen Entwicklung an meßtechnischen Fragestellungen aus der Industrie und der Forschung außerordentlich verstärkt und zum anderen hat die überaus stürmische Entwicklung der sogen. Elektronik- und Computertechnik Grundlagen für eine Fülle von Lösungen der verschiedensten Probleme zur Verfügung gestellt, an deren Lösungsmöglichkeiten früher nicht zu denken war.

Da diese Entwicklung noch in vollem Gange ist, gelingen immer mehr Lösungen von meßtechnischen Problemen für die vielfältigsten Anwendungen sowie auch für die eigentliche metrologische Forschung selber hochinteressante neue Lösungen.

Dabei sind gewisse Entwicklungen im Bereich elektronischer Bausteine in gewissem Umfange voraussehbar. Und so ist es dem metrologischen Forscher durchaus in begrenzter Weise möglich, neuartige Lösungen von metrologischen Problemen zu überlegen, deren reale Verwirklichung z. B. in Form von entscheidend überlegenen elektrischen Schaltungen zu Meßzwecken gegenüber den z. Zt. angewandten in vollem Umfange erst mit der Realisierung einer nächsten Generation elektronischer Bauelemente real möglich werden.

Zur Zeit werden nun aus der marinen Forschung Anforderungen an marine Meßgeräte bekannt, die von den derzeit im Handel befindlichen nicht erfüllt werden können. Diese neuen und wesentlich erhöhten Anforderungen zielen auf eine bedeutende Erhöhung der Meßgeschwindigkeit, der Meßgenauigkeit und teils auch der Präzision und Auflösung ab, die heute für bestimmte Parameter benötigt werden. Nun besteht ein marines Meßgerät für in situ-Messungen aus einem, beliebige Meßtiefen erreichenden druckfesten Unterwasserbauteil, an dem sich die vorgesehenen Meßfühler im Kontakt mit dem Meßmedium befinden. Demgegenüber sind die elektrischen Schaltungen im druckgeschützten Teil des Unterwasserkörpers untergebracht. Dazu gehört dann im Unterwasserkörper entweder noch ein Speicheraggregat zur Aufnahme der Meßwerte oder gegebenenfalls eine telemetrische Einrichtung, durch die die Meßwerte an Schiffsbord transportiert und dort registriert und ausgewertet werden können.

Die Anforderungen nach wesentlicher Erhöhung der Meßgeschwindigkeit sind indessen nicht nur von den eigentlichen Sensoren zu erfüllen, sondern ebenso von den angewandten Schaltungen. Hier besteht indessen bezüglich des Bekannten eine Lücke. Gegenstand dieser Anmeldung ist deshalb eine neuartige Schaltung, mit welcher von den verwendeten Sensoren genügend schnell bereitzustellende Werteänderungen mit einer Auflö-

sung bis zu 18 bit für den Gesamtbereich in etwa 100 μ Sek. mit periodischen Wiederholungen in Zeitabständen von 1—2 msek gemessen werden können. Weitere Steigerungen dieser Spezifikationen sind mit Anwendung dieser Schaltungen durch den Einsatz bestimmter und zu erwartender neuer elektronischer Bauelemente in der näheren Zukunft möglich.

Die nachfolgende Beschreibung des Verfahrens bezieht sich zunächst auf eine spezielle Realisierung des Erfindungsgedanken durch eine bestimmte Schaltung mit den angegebenen Eigenschaften, läßt aber mehrere Variationen zu, die dann noch mit geschützt sein sollen.

Zur Beschreibung des Meßverfahrens wird von dem schematischen Blockschaltbild der Abb. 1 ausgegangen. In ihr bedeutet 1 eine Gleichspannungsquelle. 2 ist ein Taktgeber einer Frequenz von ca. $f_n = 1 \cdot 10^6$ Hz, entsprechend z. B. $f_n = 2^n f_0$ der seine elektrische Energie von der Quelle 1 erhält. 3 ist ein Eprom. Er ist so programmiert, daß er mittels der Taktimpulse von 2 und mittels eines Zählers 4, der für eine Anpassung der Lesegeschwindigkeit an den Eprom sorgt, an seinen Ausgang Digitalwerte gemäß einer Sinuswechselspannung der Frequenz f_0 an einen DA Wandler 5 abgibt, wobei der DA Wandler ebenfalls aus 1 seine Referenzspannung erhält.

Mit dieser Funktionsgruppe wird erreicht, daß am Ausgang des DA Wandlers 5 eine Sinuswechselspannung u_0 der Frequenz f_0 mit einem strengen Synchronismus zum Taktgeber 2 zur Verfügung steht. Mit dieser Wechselspannung wird in 9 über eine Konstantwechselstromquelle eine Wechselstrombrücke betrieben. Die Signalspannung u_x aus dieser Brücke muß nun mit hoher Präzision, Meßgeschwindigkeit, Auflösung gemessen werden können. Dies geschieht in 10 mit einem schnellen AD Wandler von beispielsweise 8—12 bit. Er erhält seine Referenzspannung ebenfalls aus 1. Zur Messung benötigt er eine Zeit von ca. 10—30 μ Sek. Um mit ihm einen Digitalwert des Scheitelspannungswertes von u_x zu erhalten, muß dieser AD-Wandler, da der Scheitelwert von u_x nur nach einer Zeitverschiebung von 90° bzw. $\pi/4$ mit $\tau = 1/f_0$ gegenüber dem Nulldurchgang von u_x auftritt, in 10 durch einen entsprechend verzögerten Impuls ausgelöst werden. Dieser exakt verzögerte Auslöse-Impuls bei $t_{2,1}$, $t_{2,2}$, $t_{2,3}$ der Abb. 2a wird aus dem Taktgeber 2, dem Zähler 4, einem Zeitverzögerter 7 mittels eines Triggerimpulses der Zeitdauer $\delta\tau$ periodisch hergestellt. Damit steht am Ausgang von 10 des A-D Wandlers ein Digitalwert der Scheitelspannung von u_x mit einer möglichen Abweichung vom wahren Wert gemäß der ihm zukommenden Auflösung von $1/2$ LSB je nach Wahl des 8—12 bit AD-Wandlers zur Verfügung. Mit diesem Digitalwert, er sei mit u_x^0 bezeichnet, (s. Abb. 2a) wird ein DA Wandler über die Leitung 12 in 13 angesteuert. Dieser D-A Wandler muß ein Wandler mit extrem hoher Auflösung sein. Zur Zeit wird dafür ein 18 bit Wandler verwendet. Dieser Wandler wird in der Funktion eines Spannungsteilers benutzt, der die Wechselspannung u_0 , die von der Leitung 6 als Referenzspannung an seinen Eingang geführt ist, auf u_x^0 mit einer Genauigkeit von $1/2$ LSB eines 18 bit Wandlers herunterteilt. Diese Wechselspannung u_x^0 wird also gegenüber der zu messenden Brückensignalspannung u_x im allgemeinen eine Differenz aufweisen. Es wird also im allgemeinen eine Differenzspannung

$$\Delta u_x = u_x - u_x^0$$

existieren (s. Abb. 2a). In ihr sind die Amplituden nicht maßstabgerecht dargestellt. Diese Differenzspannung u_x muß daher noch zusätzlich digital gemessen und zudem über die digitale Ansteuerung des 18 bit DA Wandlers bekannten Digitalwert von u_x^0 hinzugefügt bzw. subtrahiert werden. Zu diesem Zweck wird zunächst Δu_x in der Additions- bzw. Subtraktionsstufe 17 aus den Spannungen u_x und u_x^0 hergestellt. 15 ist eine evtl. nötige Phasenumkehrstufe. In einem präzise kalibrierten Verstärker 18 kann dann Δu_x so hoch verstärkt werden, daß die verstärkte Spannung in einem nachfolgenden 8—12 bit AD Wandler in 19 beim Erreichen ihres Scheitelwertes mit einer dem Werte von $1/2$ LSB entsprechenden Genauigkeit des 18 bit Wandler bequem zu messen ist.

Denn, wenn z. B. Δu_x in 18 um den Faktor 256 exakt kalibriert verstärkt wird, entspricht der Wert von beispielsweise $1/2$ LSB eines 8 bit AD-Wandlers in 19 dem $1/2$ LSB Wert des 18 bit DA Wandlers in 13.

Hierzu wird wiederum der Zeiteinsatzimpuls für die Messung des Scheitelwertes in 19 aus 2 über 4, 20 und 21 ebenso periodisch hergeleitet, wie das oben beschriebene entsprechende Signal für den A-D Wandler 10 über 4, 7 und 11.

Am Ausgang von 19 über die Leitung 23 erscheint dann in 24 beispielsweise auf einem Display der digitale Restwert von Δu_x mit einer Auflösung von $1/2$ LSB des 18 bit D-A Wandlers. Zusammen mit dem Digitalwert für u_x^0 , der beispielsweise von der Leitung 12 in einem Display 14 angezeigt wird, ergeben beide Anzeigen den gesuchten Wert u_x aus $u_x = \Delta u_x + u_x^0$ mit einer Genauigkeit von $1/2$ LSB des 18 bit D-W Wandlers.

In Verbindung mit der Abb. 2a—c, in der u_0 , u_x , u_x^0 , $u_x - u_x^0$ in 2a mit den Periodendauerzeiten $\tau/4$ bis $2,5 \tau$ dargestellt sind und mit 2b, die die Auslöseimpulse mit $t_{2,1}$, $t_{2,2}$ usw. für den AD Wandler in 19 der Abb. 1 graphisch wiedergibt, ist die Funktionsweise der Schaltung noch einmal bildhaft beschrieben. Danach stammen die Impulse $t_{2,1}$, $t_{2,2}$ usw. aus 2 der Abb. 1 über die Blöcke 3, 7 und 11. Die für den Block 19 werden aus 2 über 4, 20 und 21 erhalten und über die Leitung 22 zum AD-Wandler 19 geführt. Fussn. Φ

In der Abb. 2 ist die Wechselspannung Δu_x aus rein zeichnerischen Gründen mit zu hoher Amplitude wiedergegeben.

Der der Exaktheit der Messung von u_x , dem Brückensignal bestimmende DA-Wandler in 13 der Abb. 1 erhält seine dem Scheitelwert von u_x^0 entsprechende digitale Steuerung als geteilte Spannung der am Ausgang in 5 gegebenen Brückenwechselspannung u_0 . Die Differenzspannung $\Delta u_x = u_x - u_x^0$ wird nach ihrer kalibrierten Verstärkung in 18 mit dem 8—12 bit AD-Wandler in 19 zusätzlich ermittelt.

Nach dem Erfindungsgedanken hat der oben beschriebene 18 bit DA-Wandler 13 in Abb. 1 lediglich die Funktion, Teilwechselspannungen hoher Präzision u_x^0 in Relation zur Brückenspannung u_0 bereitzustellen.

Diesen Zweck kann auch ein induktiver Spannungsteiler mit einer entsprechenden logischen Schaltung erfüllen. Mit einem solchen würden die Spannungen \underline{u}_x^* präziser herstellbar sein als mit dem Widerstandsnetzwerk eines DA Wandlers in 13.

Nun sind DA Wandler relativ langsam. Bei einer Anwendung des oben beschriebenen DA Wandlers in 13 der Abb. 1 kann daher dieser nicht in der üblichen Weise benutzt werden. Und zwar muß er so geschaltet sein, daß er nur in Stufen von z. B. je 8—10 oder 12 bit gesteuert wird. Das erlaubt, ihn schon von der Herstellung her nur mit Anschlüssen zu bauen, durch die er nur in den vorzugebenden Stufen geschaltet wird. Das bedeutet auch, daß er mit weniger Widerständen auskommt und daher mit geringerem Aufwand zu kalibrieren ist. Zwingend ist es aber, die Toleranz der Kalibrierung mit einer Genauigkeit von mindestens z. B. $1/2$ LSB eines 18 bit Wandlers herzustellen. Nun erfolgt die Differenzbildung in 17 der Abb. 1 zur Bestimmung von \underline{u}_x nur korrekt, wenn \underline{u}_x , \underline{u}_x^* und damit auch \underline{u}_x die gleiche Phase haben. Denn besteht zwischen der Phase von \underline{u}_x und \underline{u}_x^* eine Abweichung, dann ändert sich $\Delta \underline{u}_x$. Dies sei an Abb. 3 erläutert.

In Abb. 3 ist angenommen, daß \underline{u}_x zwischen einem Wert von $\underline{u}_{x\min}^*$ und $\underline{u}_{x\max}^*$ liegen kann. Bei einer Auflösung von 1 LSB entsprechend einem z. B. 16 bit unterteilbaren Gesamtbereich für die Brückensignalspannung \underline{u}_x und einer maximalen Brückenspannung $\underline{u}_0 = 10$ Volt Scheitelwert, beträgt 1 LSB ca. 40 mV. Der DA-Wandler in 13 der Abb. 1 wird dann also jeweils in Stufen von 40 mV geschaltet. Wenn dann der Vektor \underline{u}_x einen geringen Phasenwinkel zum \underline{u}_x^* Vektor hat, dann liegen an irgend einer Stelle von $\underline{u}_{x\min}^*$ der Abb. 3 die Vektoren \underline{u}_x u. \underline{u}_x^* auseinander. Im Beispiel der Abb. 3 um $\Delta \underline{u}$ Wegen des geringen zu erwartenden Phasenwinkels sind in Abb. 3 beide Vektoren \underline{u}_x und \underline{u}_x^* in erster Näherung parallel zueinander gezeichnet. Beträgt dann der wahre Wert der Brückensignalspannung z. B. $\underline{u}_{x\phi}$, dann wird ein $\Delta \underline{u}_{x\phi}$ gemäß der Darstellung in Abb. 3 gemessen. Gesucht wird indessen nach dem Verfahren ein Wert $\delta \underline{u}_{x\phi} = \underline{u}_{x\phi} - \underline{u}_x^*$.

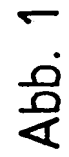
Wie nun das Experiment ergibt, bleibt der Abstand $\Delta \underline{u}$ in erster Näherung konstant. Das bedeutet, daß $\delta \underline{u}_{x\phi} = \underline{u}_{x\phi} - \Delta \underline{u}$ ist. Da $\Delta \underline{u}_{x\phi}$ gemessen wird und \underline{u} bekannt ist, läßt sich $\delta \underline{u}_{x\phi}$ auf folgende Weise bestimmen. Da $\Delta \underline{u}$ in guter Näherung senkrecht steht auf $\underline{u}_{x\phi}$, kann z. B. durch eine Differentiation oder Integration aus $\underline{u}_{x\phi}$ zunächst ein $\Delta \underline{u}$ der Phase nach um 90° gedreht festgelegt werden. Der Betrag von \underline{u}_{090} wird danach durch eine Eichung dieses Betrages so bestimmt, z. B. oszillographisch, daß die Wechsellspannung $\delta \underline{u}_{x\phi} = \underline{u}_{x\phi} - \underline{u}$ phasengleich gemacht wird zu \underline{u}_x^* . Damit ist dieses $\delta \underline{u}_{x\phi} = \Delta \underline{u}_x = \underline{u}_{x\phi} - \underline{u}_x^*$. Um dies zu bewirken, wird aus \underline{u}_x am Ausgang von 9 (s. Abb. 1) über eine Schaltung in 17a eine um 90° phasenverschobene Spannung $\Delta \underline{u}$ erhalten und über einen Spannungsteiler in 17a mit seiner Spannung auf den nötigen Korrekturwert gebracht. Dieser Wert wird dann der Addierstufe in 17 so hinzugefügt, daß am Ausgang der verlangte Wert $\Delta \underline{u}_{x\phi} = \delta \underline{u}_{x\phi}$ auftritt. In analoger Weise lassen sich z. B. in 9 oder an anderen Punkten der Schaltung auftretende Phasenfelder ebenfalls kompensieren.

Die conversions Zeit bei den heute erhältlichen A-D Wandler erlaubt es nicht, für die Messung des Scheitelwertes von \underline{u}_x in 10 der Abb. 1 einen Wandler von mehr als 8 bit bis höchstem 10 bit zu verwenden. Das liegt daran, daß die Spannungswerte um den Scheitelwert bei Spannungen von etwa 10 Volt innerhalb der Konversionszeit für den Wandler nicht ausreichend als konstant betrachtet werden können. Dies kann bei einer nächsten Generation von AD Wandlern günstiger werden. Auf der anderen Seite wäre es günstiger, in 10 einen 10—12 bit Wandler verwenden zu können. Insbesondere dann, wenn an Stelle des DA Wandlers in 13 der Abb. 1 ein induktives Netzwerk wie vorstehend erwähnt, zur Anwendung käme. Es wäre daher vorteilhaft, wenn es gelänge, das Spannungsniveau des zu messenden Scheitelwertes zeitlich dehnen zu können. Nach einem Patent Nr. des Anmelders, gelingt dies, wenn zur Wechsellspannung \underline{u}_x der Abb. 1 eine Wechsellspannung mit einer oder mehreren ungeradzahlgigen Oberwellen mit einer von \underline{u}_x abhängigen Amplitude addiert wird. Im angegebenen Patent wurde das Problem einer von \underline{u}_x abhängigen Amplitudenregelung für solche Oberwellen jedoch noch nicht gelöst. Eine solche Lösung ist erfindungsgemäß möglich, wenn die Schaltung nach Abb. 1 gemäß Abb. 4 ergänzt wird.

Die Abb. 4 enthält die Abb. 1 mit den Blöcken von 1—24. 4a u. 25 bis 30 bezieht sich daher auf diese Ergänzung. Dabei bedeutet 4a einen Zähler analog zu 4, konnte aber auch mit diesen vereint sein. Er steuert ebenfalls einen Eprom 25 für eine Frequenz $n \cdot f_0$ wie 4 den Eprom 3 für die Frequenz f_0 . 25 erhält seine Spannung ebenfalls wie 3 aus 1. Mit den digitalen Ausgangssignalen von 25 wird ein DA Wandler 26 geschaltet, so daß an seinem Ausgang 27 eine Wechsellspannung der Spannung \underline{u}_0 mit der Frequenz $n \cdot f_0$ vorliegt. Auch 26 erhält seine Referenzspannung wie 25 als Gleichspannung aus 1. Diese Wechsellspannung aus 26 dient als Referenzspannung eines DA Wandlertyps 28. Er wird als reiner Spannungsteiler für \underline{u}_0 der Frequenz $n \cdot f_0$ benutzt. Nun liegt nach 10 auf der Leitung 12 ein digitaler Wert für die Spannung \underline{u}_x^* vor, die nahezu gleich \underline{u}_x ist. Mit diesem Digitalwert wird daher in 28 die Spannung \underline{u}_0 der Frequenz $n \cdot f_0$ am Eingang von 28 amplitudenmäßig in Abhängigkeit von \underline{u}_x gesteuert. Diese mit \underline{u}_x proportionale Spannung wird auf einen Wert geteilt, durch den nach einer Addition in 30 mit der Spannung \underline{u}_x am Ausgang eine Wechsellspannung \underline{u}_x' mit einer für ein gewisses Zeitintervall ausreichenden Abflachung des Scheitelwertes von \underline{u}_x entsteht. Diese Addition kann auch im Addierer 17 erfolgen.

Mit dieser Schaltung könnte es bei einer neuen Generation von AD Wandlern auch gelingen, daß die Messung der Brückensignalspannung \underline{u}_x in 10 der Abb. 1 sogleich mit einem 16—18 bit AD Wandler durchgeführt werden könnte.

Diese Auslöseimpulse bei t_{21} , t_{22} , t_{23} der Abb. 2 usf. müssen gegenüber den Nulldurchgängen der Spannung \underline{u}_0 um um einen exakten Betrag zeitlich versetzt sein. So werden daher gegebenenfalls aus einer in der Frequenz höheren Impulsfolge aus dem Taktgeber 2 durch deren Ausblendung mit der Frequenz f_0 erhalten. Diese werden dann einen korrigierbaren Zeitverzögerer 7 und 20 für die Einstellung restlicher Verzögerungen einer Zeitdauer $\delta \tau$ zugeführt und über die Triggerimpulsgeber für die erforderlichen Auslöseimpulse verwendet.



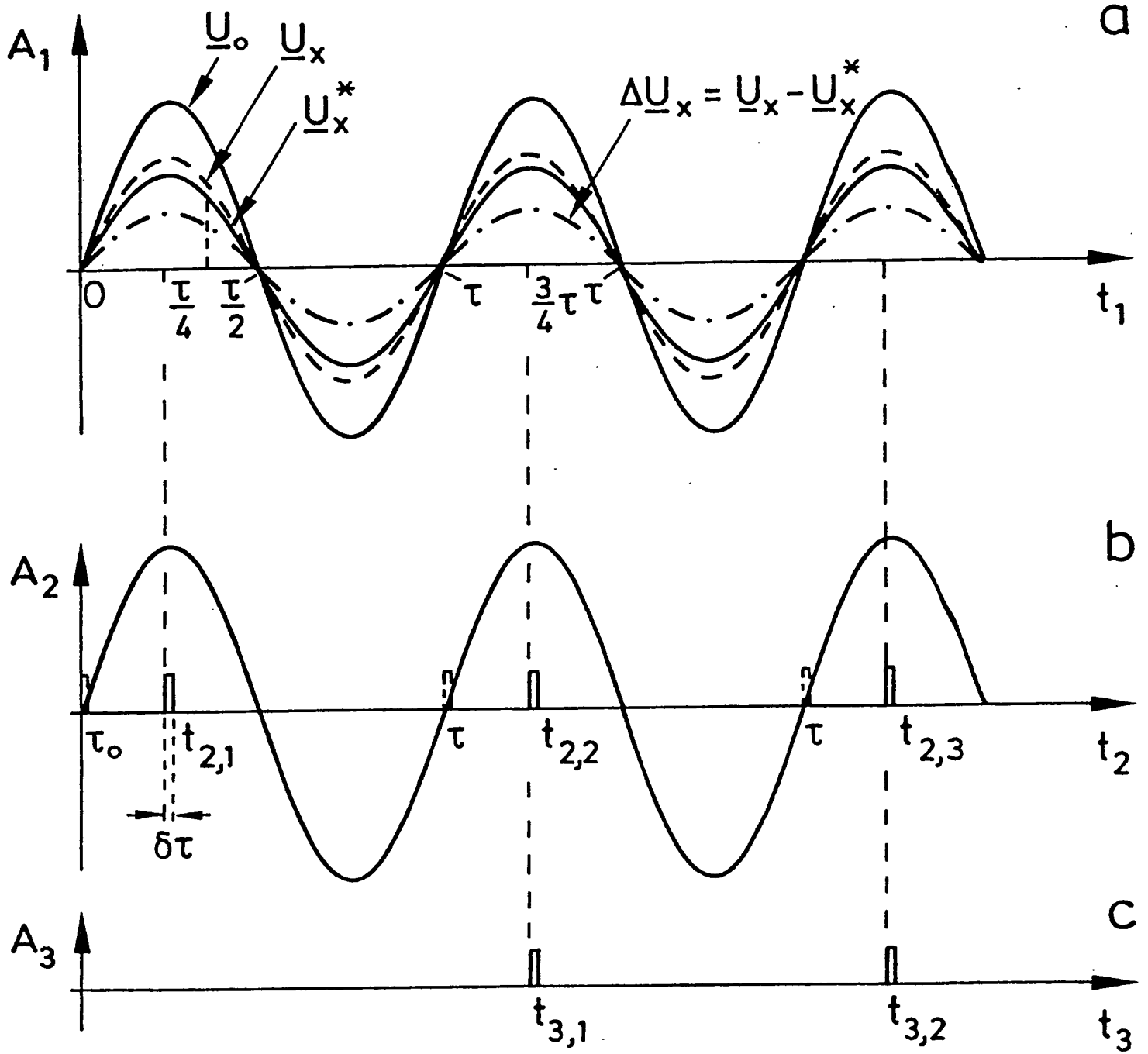


Abb. 2 a - c

3333102

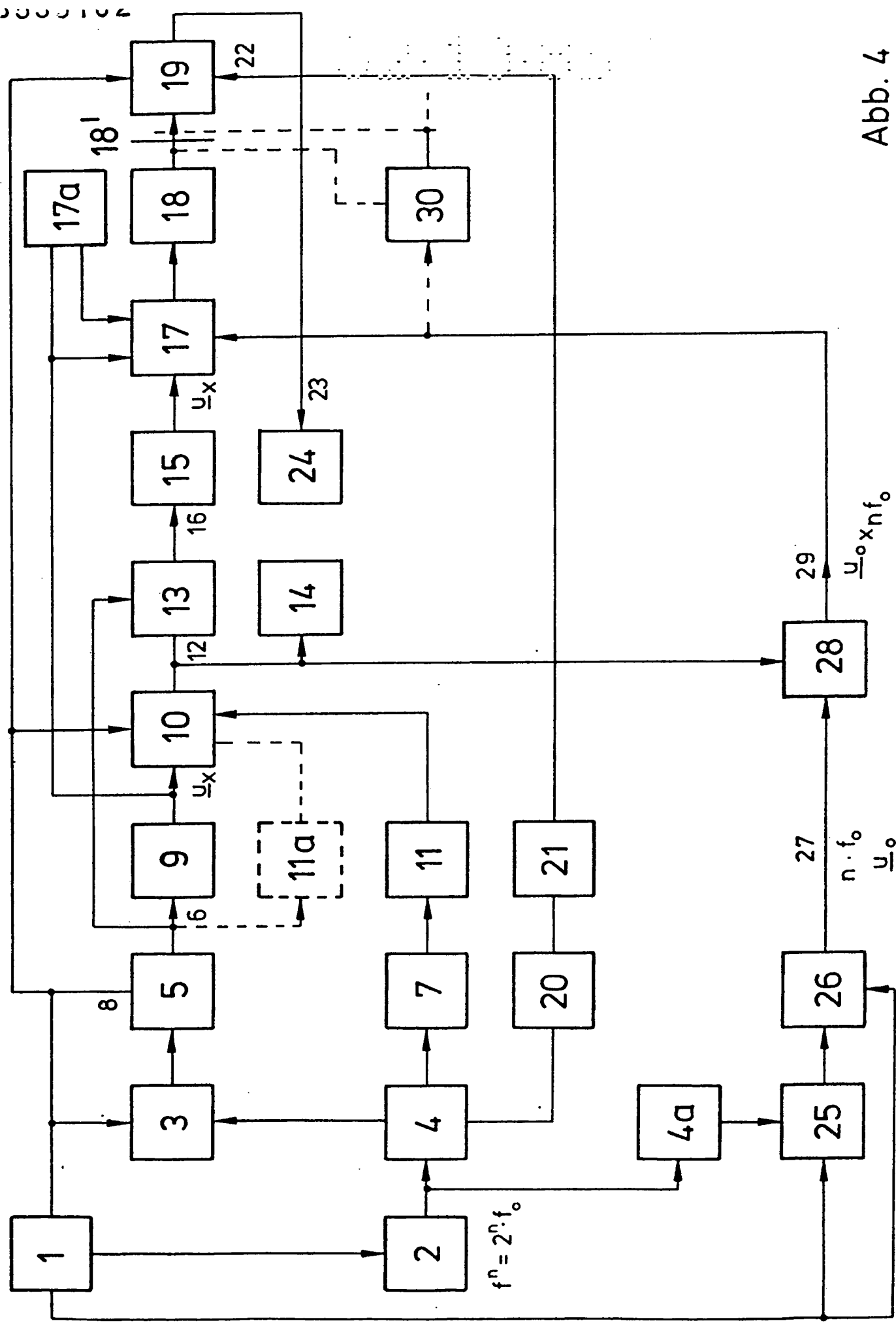


Abb. 4

ORIGINAL INSPECTED

Abstract

DE3535102-A

High speed, high precision AC voltage measurement using sequential coarse and fine measurements with analogue-to-digital, digital-to-analogue converter circuit

The a.c. voltage amplitude is coarsely digitally measured in the region of its peak and in a few microseconds by an analogue-to-digital or AD converter of e.g. 8-12 bits. The coarse value then controls a high precision resistance measurement network or 18 bit digital-to-analogue or DA converter. The network or DA converter output is used to form a difference voltage with the signal voltage. The difference voltage is processed by an accurately calibrated amplifier and very rapidly measured at its peak by a low accuracy AD converter. An accurate a.c. voltage measurement is obtained by adding the measured digital values.; Esp. for meteorological studies in marine area. Circuit enables 18 bit resolution measurement to be made in about 100 microseconds at a repetition rate of 1-2 milliseconds.